

MIMO OFDM system**Publication number:** TW510103 (B)**Publication date:** 2002-11-11**Inventor(s):** LI YE [US]; SOLLENBERGER NELSON RAY [US];
WINTERS JACK HARRIMAN [US]**Applicant(s):** AT & AMP T CORP [US]**Classification:**- international: **H04J11/00; H04B7/06; H04B7/08; H04J15/00; H04L1/06;
H04L27/26; H04J11/00; H04B7/04; H04B7/08; H04J15/00;
H04L1/02; H04L27/26;** (IPC1-7): H04L27/26; H04L1/06

- European: H04L1/06T; H04L27/26M

Application number: TW20010111589 20010515**Priority number(s):** US20000206182P 20000522; US20010791523 20010223**Also published as:**

EP1158716 (A2)



EP1158716 (A3)



EP1158716 (B1)



US2001053143 (A1)

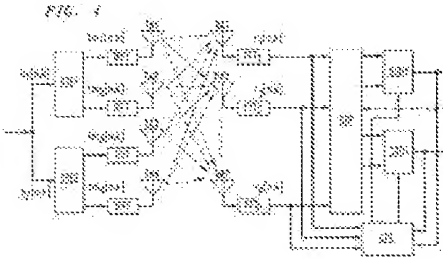


US7068628 (B2)

more >>

Abstract of TW 510103 (B)

A MIMO OFDM system includes a plurality of space-time encoders for encoding respective data blocks with independent space-time codes. The transformed data block signals are transmitted by a plurality of transmit antennas and received by a plurality of receive antennas. The received data is pre-whitened prior to maximum likelihood detection. In one embodiment, successive interference cancellation can be used to improve system performance. Channel parameter estimation can be enhanced by weighting the channel impulse response estimates based upon a deviation from average.



.....
Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

公告本

| | |
|------|-----------------------|
| 申請日期 | 90 年 5 月 15 日 |
| 案 號 | 90111589 |
| 類 別 | H04L 27/26, H04L 1/06 |

A4
C4

510103

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

| | | |
|-------------|---------------|---|
| 一、發明 名稱 | 中 文 | 多重輸入多重輸出正交分頻多工通信系統及其方法 |
| | 英 文 | MIMO OFDM system |
| 二、發明 創作人 | 姓 名 | (1) 李燁 Li, Ye (2) 尼爾森·索倫柏格 Sollenberger, Nelson Ray (3) 傑克·哈瑞曼·溫特 Winters, Jack Harriman |
| | 國 籍 | (1) 美國 (2) 美國 (3) 美國 |
| | 住、居所 | (1) 美國新澤西州荷姆戴爾桑樹巷八號 8 Mulberry Lane, Holmdel, NJ 07733, U.S.A. (2) 美國新澤西州法明達克柏瑞路一九三號 193 Cranberry Road, Farmingdale, NJ 07727, U.S.A. (3) 美國新澤西州密得鎮老車路一〇三號 103 Old Wagon Road, Middletown, NJ 07748, U.S.A. |
| | 代 表 人 姓 名 | (1) 山姆爾·杜沃斯基 Dworetsky, Samuel H. |
| 三、申請人 | 姓 名 (名稱) | (1) 美國電話電報股份有限公司 AT&T Corp. |
| | 國 籍 | (1) 美國 |
| | 住、居所 (事務所) | (1) 美國紐約州·紐約市美州大道三十二號 32 Avenue of the Americas, New York, NY 10013-2412, U.S.A. |
| | 代 表 人 姓 名 | (1) 山姆爾·杜沃斯基 Dworetsky, Samuel H. |

裝

訂

線

(由本局填寫)

| |
|----------|
| 承辦人代碼： |
| 大類： |
| I P C分類： |

A6

B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期：

案號：

，☐有 ☐無主張優先權美國
美國2000 年 5 月 22 日 60/206,182
2001 年 2 月 23 日 09/791,523☒有主張優先權
☒有主張優先權

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

有關微生物已寄存於：

，寄存日期：

，寄存號碼：

裝

訂

線

四、中文發明摘要 (發明之名稱： 多重輸入多重輸出正交分頻多工通信系統及其方法)

一種多重輸入多重輸出正交分頻多工通信系統，包含複數個空間－時間編碼器，用於以獨立的空間－時間碼來編碼個別之資料區塊，所變換之資料區塊信號藉複數個發射天線發射及藉複數個接收天線接收，所接收之資料係預白化於最大概率性偵測之前。在一實施例中，可使用連續性干擾消除來改善系統性能，頻道參數評估可藉根據距離平均值之偏差來加權頻道脈衝響應評估而予以增強。

英文發明摘要 (發明之名稱： MIMO OFDM System)

A MIMO OFDM system includes a plurality of space-time encoders for encoding respective data blocks with independent space-time codes. The transformed data block signals are transmitted by a plurality of transmit antennas and received by a plurality of receive antennas. The received data is pre-whitened prior to maximum likelihood detection. In one embodiment, successive interference cancellation can be used to improve system performance. Channel parameter estimation can be enhanced by weighting the channel impulse response estimates based upon a deviation from average.

五、發明說明(1)

發明領域

大致地，本發明有關通信系統，且更特別地有關正交分頻多工（O F D M）通信系統。

發明背景

高資料率無線接達受到許多應用所需要，傳統地需更多的帶寬以用於更高的資料率傳輸，然而，由於頻譜的限制，增加帶寬之技術常不切實際且／或昂貴的。

在一熟知之系統中，多重發射及接收天線係使用以獲得頻譜地有效率之資料傳輸，多重發射天線可使用以獲得發射分集或形成多重輸入多重輸出（M I M O）頻道，多重發射天線亦已使用於提供分集於無線系統中，發射分集可以以線性變換為主或藉空間－時間編碼法，尤其，空間－時間編碼法係藉高的電碼效率為特徵而可改善正交分頻多工（O F D M）系統之效率及性能，若使用多重發射及接收天線來形成M I M O頻道時可進一步地改善系統容量。相較於一具有平坦雷利衰落（flat Rayleigh fading）或窄帶頻道之單一輸入單一輸出（S I S O）系統，該M I M O系統可藉一最小數目之發射及接收天線之因素來改善容量。

第1圖顯示一習知之O F D M系統10，該系統包含子系統以用於資料之傳輸及接收。一編碼子系統12編碼二進位資料自一資料源，該編碼之資料係藉一間條子系統14予以間條且接著藉一映射子系統16映射於多重振幅

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明(2)

多重相位星群符號之上。在一特定之實施例中，該等多重振幅多重相位星群符號包含正交相移鍵控(Q P S K)符號，然後可藉一導頻插入子系統 1 8 來插入導頻信號以評估遠距用戶單元接收機之處的頻道，串列至平行轉換子系統 2 0 轉換該串列之資料流為一平行之資料流而提供於一反快速傅立葉變換(I F F T)子系統 2 2。

所變換之資料係藉平行至串列轉換器 2 4 轉換為串列資料流，循環之擴充及開窗可在 D A C 2 8 之數位至類比轉換及藉天線系統 3 0 之傳輸之前藉一子系統 2 6 予以添加。該 O F D M 系統之接收部 3 2 包含類似之相對應組件，用以抽取資料自所接收之 O F D M 信號。

如第 2 圖中所示，熟知之 O F D M 系統 1 0 使用一具有複數個副載波 5 0 之重疊正交多載波調變技術。第 3 圖顯示該等副載波之正交特性。更特定地，一 O F D M 資料符號之 4 個副載波各具有整數的循環於時距 T 之中，毗鄰副載波間之循環的數目會相差 1。

在一熟知的 O F D M 傳輸系統中，當帶寬增加時，空間-時間處理器的複雜性會增加，且當使用所評估之頻道參數來建構空間-時間處理器時，該空間-時間處理器之性能會大大地劣化。

因此，將企望於提供一種具有增強信號偵測之 M I M O O F D M 系統；進一步地，將企望於增加頻道參數評估的準確性。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (3)

發明概述

本發明提供一種利用獨立空間－時間電碼以用於多重發射天線組之 M I M O O F D M 系統，接收機利用預白化法接著藉最大概率性解碼法來解碼該等空間－時間電碼。具有此設置，該 M I M O O F D M 系統會提供頻譜地有效率的寬帶通信，該 M I M O - O F D M 系統確定及使用頻道延遲輪廓評估來達成更精確之頻道參數評估。

在本發明之一觀點中，一種 M I M O O F D M 通信系統包含複數個發射天線及複數個接收天線，第一及第二資料區塊各藉個別的第一及第二空間－時間編碼器而變換為兩個信號，各該等 4 個所產生之信號形成一 O F D M 區塊而藉個別的發射天線予以發射，各接收天線接收該 4 個所發射之 O F D M 區塊的重疊信號，當偵測及解碼用於該第一資料區塊之所編碼信號時，用於第二資料區塊之所編碼信號係當作干擾信號處理；同樣地，當偵測及解碼該第二資料區塊信號時，該第一資料區塊信號當作干擾信號來處理。所接收之信在可包含維持比解碼法 (Viterbi decoding) 之最大概率性解碼法之前予以預白化。在一實施例中，用於該最大概率性解碼法之預白化包含在殘留干擾信號及雜訊之白化前所企望信號之最小平均平方誤差恢復。

連續的干擾消除可改善系統的性能，更特定地，在解碼該第一及第二資料區塊之後，將確定所解碼之信號是否含有誤差。在其中一所解碼之資料區塊具有誤差而另一資

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(4)

料區塊不含有誤差之例子中，將再生正確的資料區塊且從所接收之信號移開，然後從所修正之信號再偵測及解碼另一資料區塊。

在本發明之進一步的觀點中，M I M O O F D M系統將利用產生自頻道脈衝響應之空間相互關係之相當準確的頻道延遲輪廓來增強頻道參數評估。大致地，所評估之頻道響應係根據平均頻道響應之偏差而予以加權，藉較重地加權相當準確的頻道響應，該通道參數評估會更準確。

圖式簡單說明

本發明將更完全地理解自下文結合附圖之詳細說明，其中

第 1 圖係習知技術正交分頻多工 (O F D M) 系統；

第 2 圖係習知技術之圖形描繪，顯示使用於第 1 圖之 O F D M 系統中之副頻道；

第 3 圖係習知技術之圖形描繪，顯示使用於第 1 圖之 O F D M 系統中之正交副載波；

第 4 圖係根據本發明之 M I M O - O F D M 系統之一部分的方塊圖；

第 5 A 至 6 B 圖係根據本發明之具有不同的頻道延遲輪廓，接收天線數目及偵測技術之 M I M O - O F D M 系統的圖示；

第 7 A 至 7 B 圖係根據本發明之具有理想的與評估之頻道參數之 M I M O - O F D M 系統的圖形比較；以及

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(5)

第 8 A 至 8 D 圖係根據本發明之具有不同的都十勒 (Doppler) 頻率之 M I M O - O F D M 系統的圖示。

主要元件對照表

| | |
|-----------|------------|
| M I M O | 多重輸入多重輸出 |
| O F D M | 正交分頻多工 |
| S I S O | 單一輸入單一輸出 |
| Q P S K | 正交相移鍵控 |
| I · F F T | 反快速傅立葉變換 |
| M M S E | 最小均方誤差 |
| T A | 發射天線 |
| R A | 接收天線 |
| S T E | 空間－時間編碼器 |
| M L | 最小概率性 |
| H T | 小山丘的 |
| T U | 都市的 |
| C R C | 循環冗餘核對 |
| S T P | 空間－時間處理器 |
| S T D | 空間－時間解碼器 |
| 1 0 | O F D M 系統 |
| 1 2 | 編碼子系統 |
| 1 4 | 間條子系統 |
| 1 6 | 映射子系統 |
| 1 8 | 導頻插入子系統 |

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(6)

| | |
|-----------|--------------------|
| 2 0 | 串列至平行轉換子系統 |
| 2 2 | 反快速傅立葉變換子系統 |
| 2 4 | 平行至串列轉換器 |
| 2 6 | 子系統 |
| 2 8 | 數位至類比轉換器 (D A C) |
| 3 0 | 天線系統 |
| 3 2 | 接收部 |
| 5 0 , 6 0 | 副載波 |
| 100 | 多重輸入多重輸出正交分頻多工通信系統 |

發明詳細說明

大致地，本發明提供一種具有多重發射及接收天線以用於形成 M I M O 頻道之正交分頻 (O F D M) 系統。具有此設置，可增強頻道評估及信號偵測。

第 4 圖顯示一具有在此處顯示為 4 個之多重發射天線 T A 1 - 4 及複數個接收天線 R A 1 - P 之 M I M O - O F D M 系統 1 0 0。雖然該 M I M O - O F D M 系統係顯示具有 4 個發射天線，但應瞭解的是，可使用任何數目之發射天線。此外，接收天線之數目應等於或大於發射天線的數目。

該 M I M O - O F D M 系統 1 0 0 包含：一第一空間時間編碼器 S T E 1，其接收一第一資料區塊 $b_1[n, k]$ ；以及一第二空間時間編碼器 S T E 2，其接收一第二資料區塊 $b_2[n, k]$ 。在音調 k 處之時間 n ，用於 $i =$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(7)

1 及 2 之各該兩資料區塊 $\{ b_i[n, k] : k = 0, 1, \dots \}$ 係分別地透過第一及第二空間時間編碼器

STE 1、STE 2 而變換為兩個信號

$\{ t_{2i+j}[n, k] : k = 0, 1, \dots \}$ 及 $j = 1, 2$ ，用於 $i = 1$ 及 2 ，(方程式 1 至 3)。在藉個別信號 $T_{mi}[n, k]$ ，用於 $i = 1, \dots, 4$ ，之個別的反快速傅立葉變換 IFFT 1 - 4 調變之後，該等發射天線會發射 OFDM 信號。

該等發射天線 TA 1 - 4 所傳送之信號係藉接收天線 RA 1 - RAP 所接收，所接收之信號 $r_1[n, k]$ ， $r_2[n, k]$ ， \dots ， $r_p[n, k]$ 係藉個別的快速傅立葉變換 (FFT) 子系統 FFT 1 - FFT 4 變換以產生提供至一空間 - 時間處理器 STP 之信號，該空間 - 時間處理器可提供所偵測之信號資訊到個別的第一及第二空間 - 時間解碼器 STD 1、STD 2。頻道參數評估器 CPE 接收所變換之信號，頻道參數資訊係確定於該處且接著提供到該空間 - 時間處理器而在解碼該等信號中使用。

在各接收天線 RA 1 - RAP 處所接收之信號係 4 個失真之所發射信號的重疊，其可表示於下一方程式 1 中：

$$r_j[n, k] = \sum_{i=1}^4 H_{ij}[n, k] t_i[n, k] + w_j[n, k], \quad \dots \dots \dots (\text{方程式 (1)})$$

$j = 1, \dots, p$ ，其中 p 相對應於接收天線之數目， $H_{ij}[n, k]$ 表示時間 n 相對應於第 i 之發射及第 j 之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (8)

接收天線之第 k 之音調的頻道頻率響應，以及 $w_j[n, k]$ 表示第 j 之接收天線上額外之複合高斯雜訊，該雜訊係假設為具有 σ_n^2 變化之零均值而無關於不同的時間 n ，音調 k ，及接收天線 j 。

該 OFDM 信號之輸入－輸出關係亦可以以下文方程式 2－4 中所示之向量形式予以表示：

$$r[n, i] = H_1[n, k]t_1[n, k] + H_2[n, k]t_2[n, k] + w[n, k], \quad \dots \dots (\text{方程式 (2)})$$

其中

$$r[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} r_1[n, k] \\ \vdots \\ r_4[n, k] \end{pmatrix}, \quad w[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} w_1[n, k] \\ \vdots \\ w_4[n, k] \end{pmatrix}, \quad t_i[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} t_{2i+1}[n, k] \\ t_{2i+2}[n, k] \end{pmatrix} \quad \dots \dots (\text{方程式 (3)})$$

以及

$$H_i[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} H_{2i+1,1}[n, k] & H_{2i+2,1}[n, k] \\ \vdots & \vdots \\ H_{2i+1,p}[n, k] & H_{2i+2,p}[n, k] \end{pmatrix} \quad \dots \dots (\text{方程式 (4)})$$

為取得發射分集增益及所發射之信號的偵測，空間－時間處理器 STP 抽取所需之信號以用於藉第一及第二空間－時間解碼器 STD 1、STD 2 之解碼，該空間－時間處理器與該等空間－時間解碼器各需要頻道狀態資訊。

在一實施例中，該 CPE 利用習知之列順序以引出頻道參數之時間與頻率域相互關係。典型之頻道評估技術係描述於 Y. Li 等人之「在行動無線頻道中用於具有發射器分集之 OFDM 系統的頻道評估 (channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless channels)」，1999 年 3 月之「IEEE Journal of Selected

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (9)

Areas in Comm.”，第 1 7 冊，第 4 6 1 至 4 7 1 頁中，以及 Y . L i 之“用於具有多重發射天線之 O F D M 系統的簡化頻道評估”，“IEEE Journal of Selected Areas in Comm.”，其將引用結合於本文中。

行動無線頻道脈衝響應之複合基帶表示可藉下文方程式 5 予以描述：

$$h(t, \tau) = \sum_k \gamma_k(t) c(\tau - \tau_k) \quad \dots \dots \dots (\text{方程式}(5))$$

其中 τ_k 係第 k 之路徑的延遲， $\gamma_k(t)$ 係相對應之複合振幅，以及 $c(t)$ 為具有一可為平方根提升之餘弦尼奎斯特濾波器 (square-root raised cosine Nyquist filter) 之頻率響應之整形脈波。由於車輛之移動，該複合振幅 $\gamma_k(t)$ 為寬感測固定的 (w s s)，窄帶複合高斯過程，該等過程無關於各路徑。該複合振幅 $\gamma_k(t)$ 之平均功率會根據例如小山丘地形 (H T) 及典型都市的 (T U) 環境所界定之頻道延遲輪廓。

從上文之方程式 5，緊隨的是，在時間 t 之頻率響應可如下文方程式 6 中所示地予以表示：

$$\begin{aligned} H(t, f) &\triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ &= C(f) \sum_k \gamma_k(t) e^{-j2\pi f \tau_k} \quad \dots \dots (\text{方程式}(6)) \end{aligned}$$

其中

$$C(f) \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad \dots \dots (\text{方程式}(7))$$

在具有適當循環擴充及時序的 O F D M 系統中，具有可忍受之洩漏的頻道頻率響應可藉下文方程式 8 予以表示：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (10)

$$H[n, k] \triangleq H(nT_f, k\Delta f) = \sum_{l=0}^{K_0-1} h[n, l] W_K^{kl} \quad \dots \dots \text{(方程式(8))}$$

其中該頻道響應為 $h[n, l] \triangleq h(nT_f, k \frac{T_s}{K})$,
 $W_K = \exp(-j \frac{2\pi}{K})$, k 為 OFDM 區塊中之音調數
 目, T_f 及 Δf 分別地為區塊長度及音調間距, 以及 T_s
 為 OFDM 之符號期間, 其係藉 $T_s = 1 / \Delta f$ 而相關於
 Δf 。頻道響應 $h[n, l]$, 用於 $l = 0, 1, \dots \dots$
 $, K_0 - 1$, 係 w_{ss} , 窄帶複合高斯過程。該頻道 $h[n$
 $, l]$ 之平均功率及指標 K_0 ($< K$) 會根據該等無線頻道
 之例如 HT 及 TU 的延遲輪廓。

根據本發明, 信號係藉使用空間預白化, 隨之伴以最大
 概率性 (ML) 解碼法予以增強。雖然多重輸入之共同
 偵測可為最適化, 但伴隨而來的計算之複雜性會使此一方
 式不實用。

相對於共同偵測, 根據本發明, 當偵測及解碼第一資
 料區塊 $b_1[n, k]$ 信號時, 用於第二資料區塊
 $b_2[n, k]$ 之所編碼信號係處理為干擾信號; 類似地,
 當偵測及解碼第二資料區塊 $b_2[n, k]$ 時, 用於第一資
 料區塊 $b_1[n, k]$ 之所編碼信號係處理為干擾信號。此
 外, 該等發射之信號係視為無關連及高斯之過程。

例如, 當偵測及解碼第一資料區塊 $b_1[n, k]$ 時,
 藉第三及第四發射天線 TA 3、TA 4 所發射之第二資料
 區塊信號 $b_2[n, k]$ 係處理為干擾信號。因此, 在該等
 接收機處之干擾信號 $v[n, k]$ 等於頻道響應向量

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (11)

$H_2[n, k]$ 乘以干擾信號之所發射的信號向量

$t_2[n, k]$ 再加上高斯雜訊 $w[n, k]$ ，如下文方程式 9 中所示：

$$v[n, k] = H_2[n, k]t_2[n, k] + w[n, k]$$

方程式 9 中之該等向量係產生自上文方程式 2 - 4。

若 $v[n, k]$ 係空間地且暫時地白色，則最小歐幾里得距離 (minimum Euclidian distance) 解碼器將等效於最大概率性 (ML) 解碼器。然而，若 $v[n, k]$ 係空間地或暫時地相互關連時，則使用預白化以用於該 ML 解碼器。用於 ML 解碼之預白化係熟知於一般熟習於本項技術之人士且將描述於下。大致地，用於第一及第二資料區塊之空間-時間電碼係利用預白化予以解調以用於平坦化接收機響應而促成 ML 偵測。所偵測之星群點係映射於最接近歐幾里得距離的序列。

來自 ML 準則，ML 解碼法係等效於獲得使下文方程式 10 之值最小化之評估的第一資料區塊 $\{ \tilde{b}_1[n, k] \}$ ：

$$C(\{b_1[n, k]\}) = \sum_{k=1}^K m[n, k]. \quad \dots \text{ (方程式 (10))}$$

其中該最小歐幾里得距離係界定於下文方程式 11 - 12 中：

$$n[n, k] \triangleq (r[n, k] - H_1[n, k]t_1[n, k])^H R_v^{-1}[n, k] (r[n, k] - H_1[n, k]t_1[n, k]) \quad \dots \text{ (方程式 (11))}$$

以及

$$R_v[n, k] \triangleq E\{v[n, k]v^H[n, k]\} = H_2[n, k]H_2^H[n, k] + \sigma_n^2 I \quad \dots \text{ (方程式 (12))}$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (12)

如熟知於一般熟習於本項技術之人士，可使用產生該自干擾頻道響應之前後關係 $H_2[n, k] H_2^H[n, k]$ 之矩陣 $R_v[n, k]$ 的反矩陣使該信號白化。

直接計算則會產生可界定為方程式 13 中所示之最小歐幾里得距離，

$$\begin{aligned} m[n, k] = & r^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] r[n, k] - t_1^H[n, k] H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] r[n, k] \\ & - r^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] H_1[n, k] t_1[n, k] \\ & + t_1^H[n, k] H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] H_1[n, k] t_1[n, k] \dots \dots \text{(方程式(13))} \end{aligned}$$

藉滿足方程式 14 及 15 之兩矩陣表示 $\tilde{H}[n, k]$ 為二

$$H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] H_1[n, k] \triangleq \tilde{H}^H[n, k] \tilde{H}[n, k] \dots \dots \text{(方程式(14))}$$

以及

$$L_1[n, k] \triangleq (H_1 \tilde{H}_1^{-1})^H R_v^{-1}[n, k] \dots \dots \text{(方程式(15))}$$

然後，該最小歐幾里得距離可表示於方程式 16 中，

$$\begin{aligned} m[n, k] = & r^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] r[n, k] - t_1^H[n, k] \tilde{H}_1^H[n, k] L_1[n, k] r[n, k] \\ & - r^H[n, k] L_1^H[n, k] \tilde{H}_1[n, k] t_1[n, k] + t_1^H[n, k] \tilde{H}_1^H[n, k] \tilde{H}_1[n, k] t_1[n, k] \\ = & r^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] r[n, k] - t_1^H[n, k] \tilde{H}_1^H[n, k] \tilde{r}_1[n, k] \\ & - \tilde{r}_1^H[n, k] \tilde{H}_1[n, k] t_1[n, k] + t_1^H[n, k] \tilde{H}_1^H[n, k] \tilde{H}_1[n, k] t_1[n, k] \\ = & r^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] r[n, k] - \tilde{r}_1^H[n, k] \tilde{r}_1[n, k] \\ & + \|\tilde{r}_1[n, k] - \tilde{H}_1[n, k] t_1[n, k]\|^2, \dots \dots \text{(方程式(16))} \end{aligned}$$

其中

$$\tilde{r}_1[n, k] \triangleq L_1[n, k] r[n, k] \dots \dots \text{(方程式(17))}$$

當使用熟知之維特比演算式 (Viterbi algorithm) 於該空間－時間電碼之 ML 解碼時，在上述用於 $m[n, k]$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (13)

之方程式中的前兩項係獨立於所偵測之資料而僅第三項，亦即，

$\| \tilde{r}_1[n, k] - \tilde{H}_1[n, k] l_1[n, k] \|^2$ ，係有關於所偵測之資料且當使用維特比演算式時會影響到格子搜尋中之測量，格子搜尋係熟知於一般熟習於本項技術者，因此，該 ML 解碼係等效於獲得使下文方程式

18 之值最小化之評估的第一資料區塊 $\{ \tilde{b}_1[n, k] \}$

$$\tilde{C}(\{b_1[n, k]\}) = \sum_{k=1}^K \|\tilde{r}_1[n, k] - \tilde{H}_1[n, k] t_1[n, k]\|^2 \quad \dots \dots \dots \text{(方程式(18))}$$

所以，在預白化之後，可使用習知之用於兩發射及兩接收天線系統的空間－時間解碼器。

應注意的是， $L_1[n, k]$ 可重寫為方程式 19 中之所示

$$L_1[n, k] = (\tilde{H}^{-1}[n, k])^H H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] \quad \dots \dots \dots \text{(方程式(19))}$$

用於所企望信號 $t_1[n, k]$ 之最小均方誤差 (MMSE) 恢復之預定的加權矩陣 $H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k]$ 可抑制干擾信號 $t_2[n, k]$ ；在 MMSE 信號恢復之後，殘留之干擾及雜訊的相關連矩陣可表示為方程式 20 中所示：

$$E\{H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] v[n, k] (H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] v[n, k])^H\} = H_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k] H_1[n, k] \quad \dots \dots \dots \text{(方程式(20))}$$

$\tilde{H}^{-1}[n, k]^H$ 項會白化殘留的干擾及雜訊，因此，用於 ML 解碼器之預白化處理包含在所企望信號之 MMSE 恢復後，緊隨著白化殘留之干擾及雜訊。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (14)

在本發明之另一觀點中，使用連續之干擾消除來改善整個系統性能，該連續之干擾消除可根據循環冗餘核對 (C R C) 碼及／或信號品質。

在一實施例之中，M I M O - O F D M 系統包含依據識別解碼誤差之 C R C 碼之連續性干擾消除，第一及第二資料區塊 $b_1 [n , k]$ 、 $b_2 [n , k]$ 可如上述地解碼，若誤差係偵測於諸如第一資料區塊 $b_1 [n , k]$ 之該等資料區塊之一中，而在諸如第二資料區塊 $b_2 [n , k]$ 之另一區塊中並無誤差偵測出之時，則該正確 (第二) 之資料區塊的編碼信號會再現於接收機之處而從所接收之信號去除，亦即，該第二資料區塊 $b_2 [n , k]$ 之所編碼信號係去除自所接收之信號，使得更明確之信號可使用於再生及解碼原先含有誤差之第一資料區塊 $b_1 [n , k]$ ；更特定地，可再偵測及解碼第一資料區塊而不會遭受該第二資料區塊信號之干擾。

在一進一步之實施例中，M I M O - O F D M 系統會偵測及解碼各該等資料區塊信號，該系統並未包含諸如 C R C 碼之誤差碼。如熟知於一般熟習於本項技術之人士地，當信號品質視為在預定臨限值之上時有些系統並不使用誤差編碼法。根據本發明，各編碼之信號具有一相結合的 M M S E，故將去除具有較高品質，例如較低 M M S E 之信號，使該信號不會干擾到另一信號。

在本發明之另一觀點中，M I M O - O F D M 系統包含利用相當準確之頻道延遲輪廓之增強頻道參數評估。在

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (15)

一實施例之中，用於具有多重發射天線之 OFDM 系統之熟知伴隨有最佳列順序的決定導向之頻道參數評估器係使用來評估該等頻道延遲輪廓。描繪性之參數評估及列順序係描述於 Y . (Geoffrey) L i 等人之 “用於具有發射器分集之頻道評估及其在高速率資料無線網路上之影響 (channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity and its Impact on High-Rate Data Wireless Networks) ” ， 1 9 9 9 年 3 月號之 IEEE Journal of Selected Areas in Comm.，第 1 7 冊，第 4 6 1 - 4 7 1 頁中，以及 Y . L i 等人之 “用於具有多重發射天線之 OFDM 系統之簡化頻道評估 (Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas) ” 所評估之頻道延遲輪廓係使用來確定頻道參數評估。

大致地，該等頻道輪廓之時間與頻率之相互關係係使用以更準確地評估該頻道參數評估。更特定地，頻道輪廓會相關連於時間中，因為在時間上的改變會相當地慢。類似地，毗鄰頻道具有類似的頻率響應且因此會相對於頻率而相關連，例如藉確定平均之頻道脈衝響應，距離平均值之偏差可形成加權各頻道脈衝響應之基礎。具有此加權設置，該等頻道延遲評估可更準確地評估以增強頻道參數評估。

頻道脈衝響應 $h_{i,j} [n , l]$ 可利用時間及頻率域中之頻道參數之相互關係來評估，所評估之頻道脈衝響應

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (16)

$\tilde{h}_{ij}[n, l]$ 可利用如下文方程式 2 1 中所示之離散傅立葉變換 (D F T) 予以重組，

$$\hat{H}_{ij}[n, k] = \sum_{l=0}^{K_0-1} \hat{h}_{ij}[n, l] W_K^{kl} \quad \dots \text{(方程式 (21))}$$

其中 $\tilde{h}_{ij}[n, l]$ 含有真頻道參數 $h_{ij}[n, l]$ ， $W_K^{k \cdot l}$ 係描述於上述方程式 5 中，而評估誤差 $e_{ij}[n, l]$ 則為下文方程式 2 2 中所示：

$$\hat{h}_{ij}[n, l] = h_{ij}[n, l] + e_{ij}[n, l] \quad \dots \text{(方程式 (22))}$$

該評估誤差 $e_{ij}[n, l]$ 可為具有零均值及變數 σ^2 之高斯，參數評估品質可以以如下文方程式 2 3 中所界定之常態化 M S E (N M S E) 予以測量：

$$NMSE \triangleq \frac{E\|\hat{H}_{ij}[n, k] - H_{ij}[n, k]\|^2}{E\|H_{ij}[n, k]\|^2} \quad \dots \text{(方程式 (23))}$$

所以，用於頻道響應之 N M S E 可表示為方程式 2 4 中所示：

$$NMSE_r = K_0 \cdot \sigma^2 \quad \dots \text{(方程式 (24))}$$

假設該 N M S E 係常態化如方程式 2 5 中所示：

$$\sum_{l=0}^{K_0-1} E\|h_{ij}[n, l]\|^2 = \sum_{l=0}^{K_0-1} \sigma_l^2 = 1 \quad \dots \text{(方程式 (25))}$$

$$\sigma_l^2 \triangleq E\|h_{ij}[n, l]\|^2$$

及

若頻道延遲輪廓係已知，亦即，用於 $l = 0, \dots, K_0 - 1$ 之 σ_l^2 係已知且係使用以重組頻道頻率響應自 $\tilde{h}_{ij}[n, l]$ ，則可有效地降低 $\hat{H}_{ij}[n, k]$ 之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (17)

M S E 。在此例中，若選擇加權因數 α_i 以使方程式 2 6 中所評估的頻道響應之 N M S E 最小化時 >

$$\hat{H}_{ij}[n, k] \triangleq \sum_{l=0}^{K_o-1} \alpha_l \hat{h}_{ij}[n, l] W_K^{kl} \quad \dots \text{(方程式(26))}$$

則可界定最適化之加權因數 α_i 於方程式 2 7 中：

$$\alpha_l = \frac{\frac{\sigma_l^2}{\sigma_l^2 + \sigma^2}}{\sum_{m=0}^{K_o-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}} \quad \dots \text{(方程式(27))}$$

其亦可表示為 1 加上雜訊功率對接收天線上所平均之頻道響應評估之功率比之和的倒數，亦即， $\frac{1}{1 + \frac{\sigma^2}{\sigma_1^2}}$ ，而所產生

之 N M S E 係表示於方程式 2 8 中：

$$NMSE_o = \frac{\sigma^2 \sum_{m=0}^{K_o-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}}{\sum_{m=0}^{K_o-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}} \quad \dots \text{(方程式(28))}$$

頻道延遲輪廓會根據環境，因而常未知於系統之使用者。然而，用於 M I M O - O F D M 系統，相對應於不同發射或接收天線之頻道應具有相同的延遲輪廓，所以，可藉平均該 4 個發射天線及 p 個接收天線所形成之頻道之所評估之頻道脈衝響應來評估 $\sigma_l^2 = E \| h_{ij}[n, l] \|^2$ 如下文方程式 2 9 中所示：

$$\hat{\sigma}_l^2 = \frac{1}{4p} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^p |\hat{h}_{ij}[n, l]|^2 \quad \dots \text{(方程式(29))}$$

具有所評估之變化，頻道延遲輪廓評估會更準確以改善頻道參數評估。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (18)

實例

模擬根據本發明之代表性的 M I M O - O F D M 系統，已知之典型之都市的 (T U) 及小山丘的 (H T) 延遲輪廓係分別地與 5 , 4 0 , 1 0 0 及 2 0 0 H z 之都卜勒頻率使用。相對應於不同發射或接收天線之該等頻道具有相同的統計，4 個發射天線及不同數目之接收天線係使用以形式一 4 輸入多重輸出 O F D M 系統。

為建構一 O F D M 信號，1 . 2 5 M H z 之整個頻道帶寬畫分為 2 5 6 個副頻道，在各末端之上的 2 個副頻道係使用為防護音調，而其餘的 (2 5 2 個音調) 則使用於發射資料。為使該等音調彼此正交，符號期間約為 2 0 4 . 8 微秒，額外之 2 0 . 2 微秒保護間距則使用來提供保護以免遭受由於頻道多重路徑延遲分佈之符號干擾。此造成約 2 2 5 微秒之總區塊長度 T_r 及 4 . 4 4 仟鮑 (Kbaud) 之副頻道符號速度 r_b 。

使用一具有 4 P S K 之 1 6 狀態空間 - 時間碼，各含有 5 0 0 位元之資料區塊係編碼為兩個不同的區塊，其各確實地具有 2 5 2 個符號而形成一 O F D M 區域。因此，具有 4 個發射天線之 O F D M 系統可發射兩個空間 - 時間碼字元 (總計 1 0 0 0 位元)。各時間槽包含 1 0 個 O F D M 區域，具有使用於列順序之第一區塊及使用於資料傳輸之其餘 9 個區塊。所以，該系統可在 1 . 2 5 M H z 頻道上以 4 M 位元 / 秒之速率來發射資料，亦即，傳輸效率為 3 . 2 位元 / 秒 / H z。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (19)

第 5 A 至 6 B 圖顯示根據本發明之具有不同的頻道延遲輪廓，接收天線數目，及偵測技術之 M I M O - O F D M 系統的模擬性能。第 5 A 圖說明性能改善上之間條法的效應。藉間條法，用於 1 0 % W E R 所需之 S N R 係改善 1 . 5 分貝 (d B) 以用於 T U 頻道及 0 . 7 分貝 (d B) 以用於 H T 頻道。因為 H T 頻道在間條法之前具有比 T U 頻道更多的分集，因此間條法具有比用於 T U 頻道更少的增益供 H T 頻道用。

第 6 A 至 6 B 圖比較不同偵測技術之具有間條法之系統的 W E R s 。如圖示地，具有根據 C R C 之連續干擾消除及信號品質 (M M S E) 之系統可分別地降低用於 1 0 % W E R 之所需 W E R s 2 . 5 及 1 . 8 分貝 (d B) 。在第 5 A 至 5 B 圖中之所有性能曲線係用於具有 4 個發射及 4 個接收天線之 O F D M 。當接收天線之數目增加時，性能將改善，如第 6 A 至 6 B 圖中所示，尤其若接收天線數目從 4 增加到 6 之時，具有 T U 或 H T 頻道之 O F D M 系統將具有大約 4 d B (分貝) 之性能改善。

第 7 A 至 7 B 圖比較具有理想或評估之頻道參數以用於具有 4 0 H z 都卜勒頻率之不同頻道之 M I M O - O F D M 系統之性能。從第 7 A 圖可瞭解到，用於 1 0 % W E R 之所需的 S N R s 係 1 0 至 1 1 d B (分貝) 以用於具有供連續性干擾抑制及空間 - 時間解碼法用之所評估之頻道參數的 M I M O - O F D M 系統，其係比理想的頻道參數高出 1 . 5 至 2 d B 以用於信號偵測及解碼。如第

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (20)

7 B 圖中所示地，具有額外的接收天線，性能會改善。特別地，用於具有所評估之頻道參數之系統，當接收天線之數目分別地從 4 增至 6 以及從 6 增至 8 之時，用於 10 % W E R 所需之 S N R 會降低 4 . 5 d B 及 2 d B 。

第 8 A 至 8 D 圖比較具有不同之都卜勒頻率之 O F D M 系統之性能。當都卜勒頻率呈較高時，頻道評估誤差會增加，且因此該系統會遭受更多的劣化。用於具有 4 個發射及 4 個接收天線之 M I M O - O F D M 系統，當都卜勒頻率從 40 H z 增至 100 H z 時，用於 10 % W E R 之所需的 S N R 係劣化 2 . 4 分貝 (d B)。然而，具有更多的接收天線數目時，該劣化會降低，該劣化僅約 0 . 4 分貝 (d B) 於具有 10 個接收天線。

本發明提供一種 O F D M 系統，具有多重發射及接收天線以形成一增加系統容量之多重輸入多重輸出

(M I M O) 系統，揭示一種用於 M L 解碼及連續性干擾消除技術之預白化技術，利用該等技術於一 4 輸入 / 4 輸出 O F D M 系統，淨資料傳輸速率可根據無線電環境及用於字元長度直到 500 位元之信號偵測技術，而在具有用於 10 % W E R 所需之 10 - 12 分貝 (d B) S N R 之 1 . 25 M H z 無線頻道上到達 4 M 位元 / 秒。根據本發明之 M I M O - O F D M 系統可有效地使用於高資料率無線系統中。

熟習於本項技術之人士將理解根據上述實施例之本發明的進一步特性及優點，因此，本發明並未受限於已特定

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (21)

地顯示及描繪者，除了附錄申請專利範圍所指出者之外，本文中之所引證之所有公告及參考例將明顯地藉其整體之引用而結合於本文中。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

1 . 一種多重輸入多重輸出正交分頻多工通信方法，
包含：

編碼一第一資料區塊為第一複數個編碼之信號；

編碼一第二資料區塊為第二複數個編碼之信號；

發射各該第一及第二複數個編碼之信號於個別的發射
天線之上；

接收該等所發射之信號於複數個接收天線之上；

預白化該等接收信號以用於各該第一及第二資料區塊
信號；

執行最大概率性偵測於各該等預白化之所接收的信號
；以及

執行連續性干擾消除於該等所接收之信號上。

2 . 如申請專利範圍第 1 項之方法，進一步地包含
C R C 碼以執行該連續性干擾消除。

3 . 如申請專利範圍第 1 項之方法，進一步地包含利
用 M M S E 準位來執行該連續性干擾消除。

4 . 如申請專利範圍第 1 項之方法，進一步地包含加
權頻道延遲響應評估。

5 . 如申請專利範圍第 4 項之方法，進一步地包含根
據用於各延遲之距離一平均頻道響應評估之偏差來加權該
等頻道響應評估。

6 . 如申請專利範圍第 1 項之方法，進一步地包含藉
加權頻道響應評估而使一頻道之 N M S E 最小化。

7 . 一種多重輸入多重輸出正交分頻多工通信方法，

六、申請專利範圍

包含：

提供一第一資料區塊於一產生第一及第二編碼之信號的第一空間－時間編碼器；

發射該第一編碼之信號自一第一發射天線；

發射該第二編碼之信號自一第二發射天線；

提供一第二資料區塊於一產生第三及第四編碼之信號的第二空間－時間編碼器，其中各該第一，第二，第三及第四編碼之信號形成一個別的正交分頻多工通信區塊；

發射該第三編碼之信號自一第三發射天線；

發射該第四編碼之信號自一第四發射天線；

接收該第一，第二，第三及第四編碼之信號於複數個接收天線之上；

預白化該等所接收之信號以用於該第一資料區塊信號；

執行最大概率性解碼於該預白化之第一資料區塊信號；

預白化該等所接收之信號以用於該第二資料區塊信號；

執行最大概率性解碼於該預白化之第二資料區塊信號；以及

當該解碼之第一資料區塊具有比該解碼之第二資料區塊更高的信號品質時，再生該所接收之信號，去除該第一資料區塊信號自該所接收之信號，及再記錄該第二資料區塊信號。

六、申請專利範圍

8 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，其中該信號品質係根據 M M S E 。

9 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含當該解碼之第一資料區塊並不具有解碼誤差而該第二資料區塊信號具有編碼誤差時，再生該所接收之信號，去除該第一資料區塊信號自該所接收之信號，及再解碼該第二資料區塊信號。

10 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含利用維特比編碼法 (Viterbi decoding) 。

11 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含以獨立之空間－時間碼來編碼該第一及第二資料區塊信號。

12 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含該第一及第二資料區塊信號之 M M S E 恢復。

13 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，其中該複數個接收天線包含至少 4 個接收天線。

14 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含根據頻道延遲輪廓資訊來加權頻道響應評估。

15 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含執行所評估之頻道響應之加權的 D F T 。

16 . 如申請專利範圍第 7 項之方法，進一步地包含計算一相對應於一加上雜訊功率對該等接收天線上所平均之頻道響應評估之功率比之和的倒數之加權因素。

17 . 一種多重輸入多重輸出正交分頻多工通信方法

六、申請專利範圍

， 包 含 ：

編碼一第一資料區塊為第一複數個編碼之信號；

編碼一第二資料區塊為第二複數個編碼之信號；

發射各該第一及第二複數個編碼之信號於個別發射天線之上；

接收該等所發射之信號於複數個接收天線之上；

解碼該第一及第二資料區塊信號；以及

藉根據距離平均值之偏差來加權頻道響應評估而評估頻道參數。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

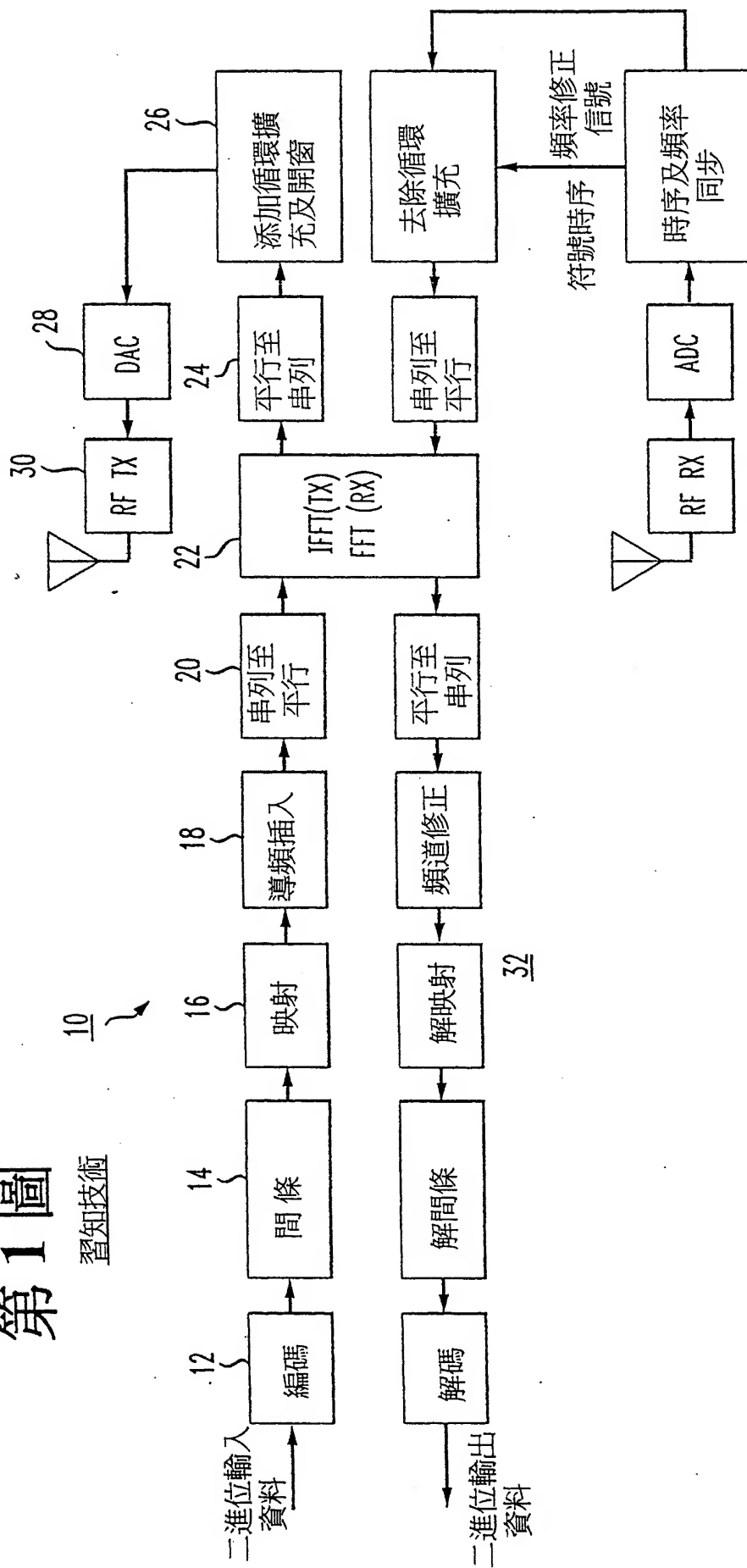
裝

訂

線

第1圖

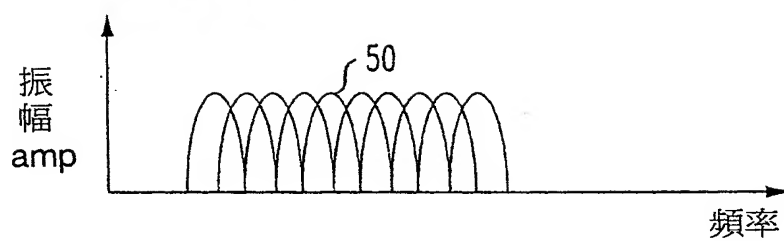
習知技術



2/10

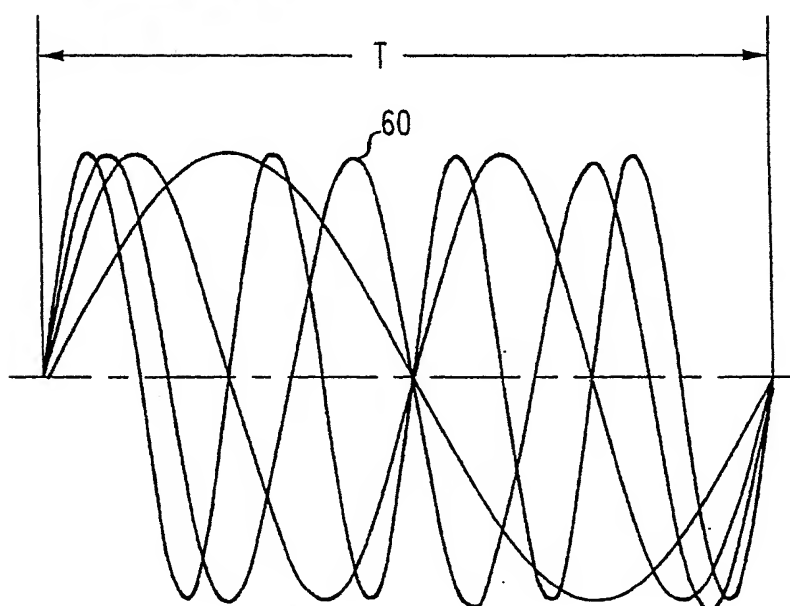
第 2 圖

習知技術

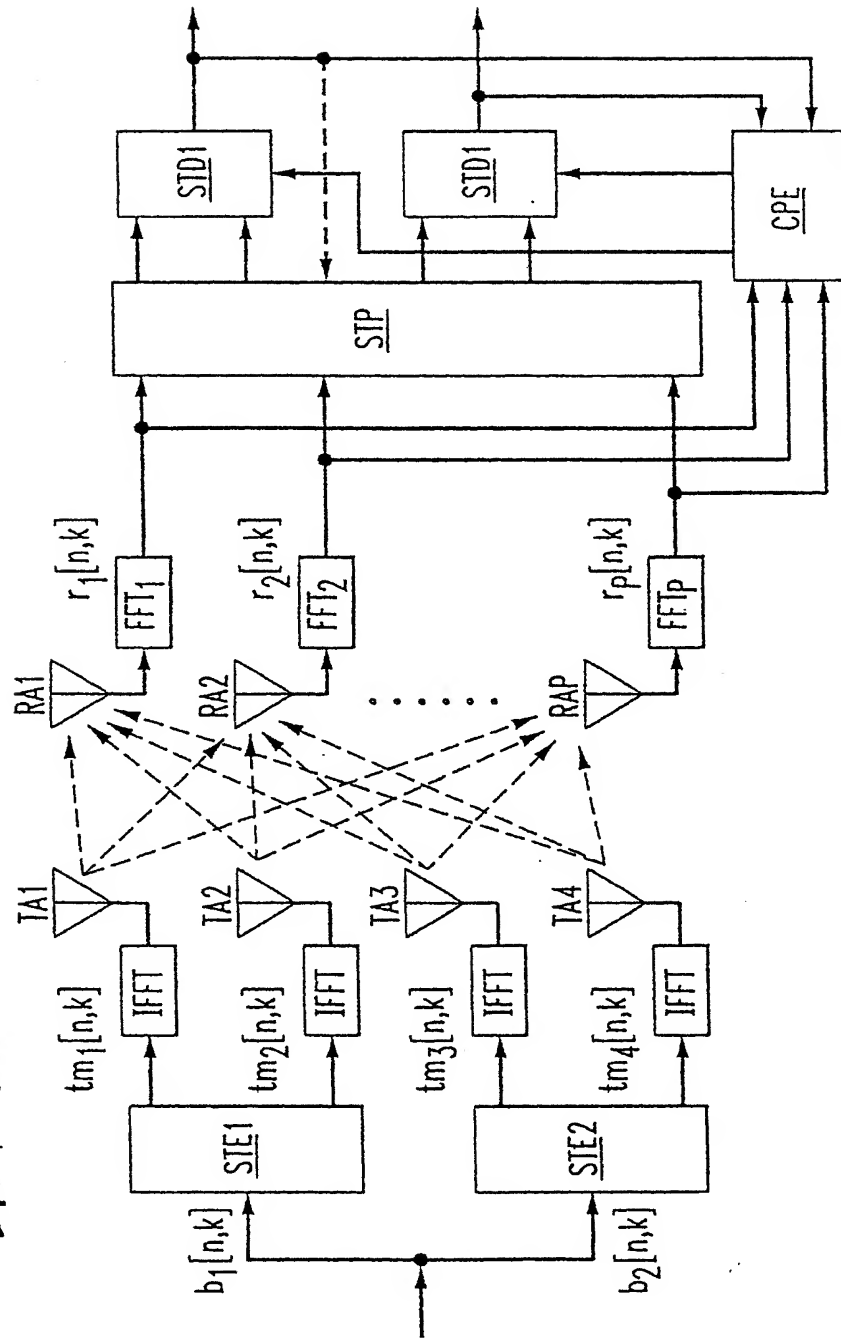


第 3 圖

習知技術

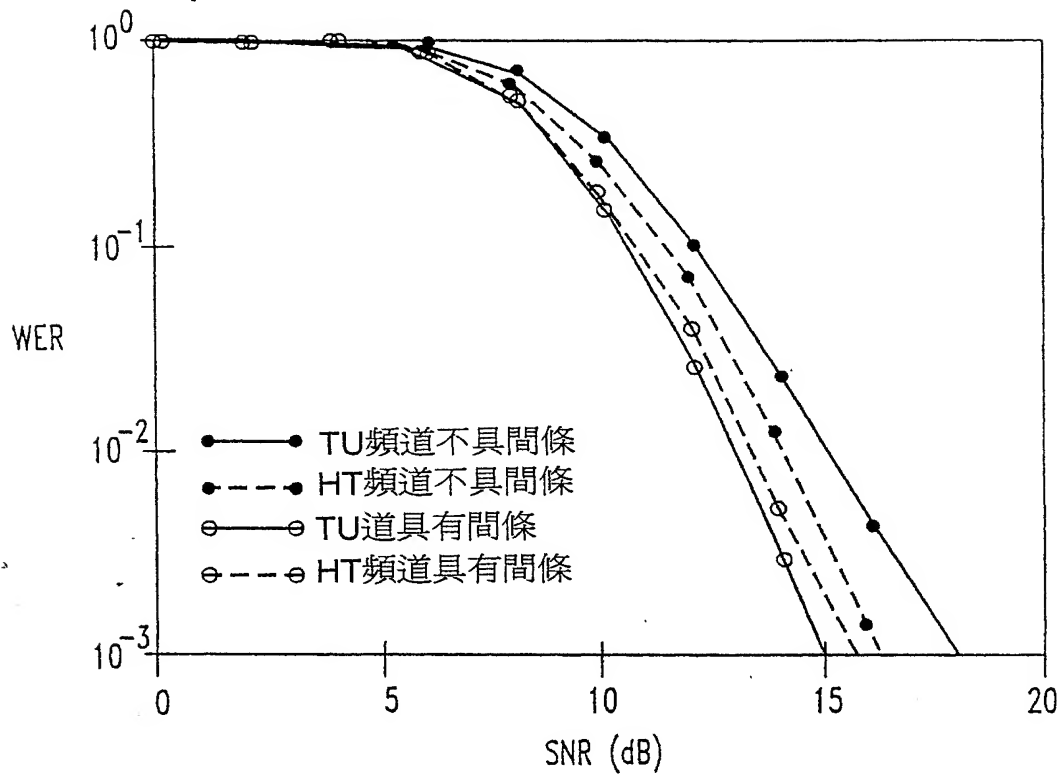


第4圖

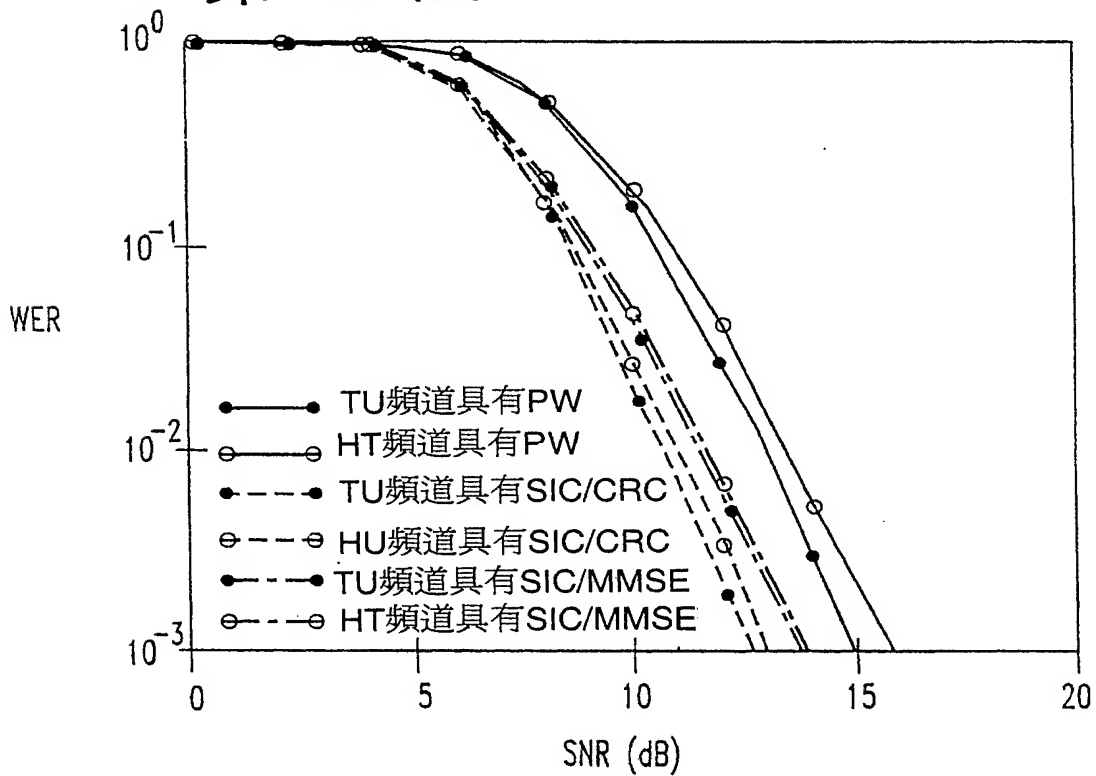


第 5A 圖

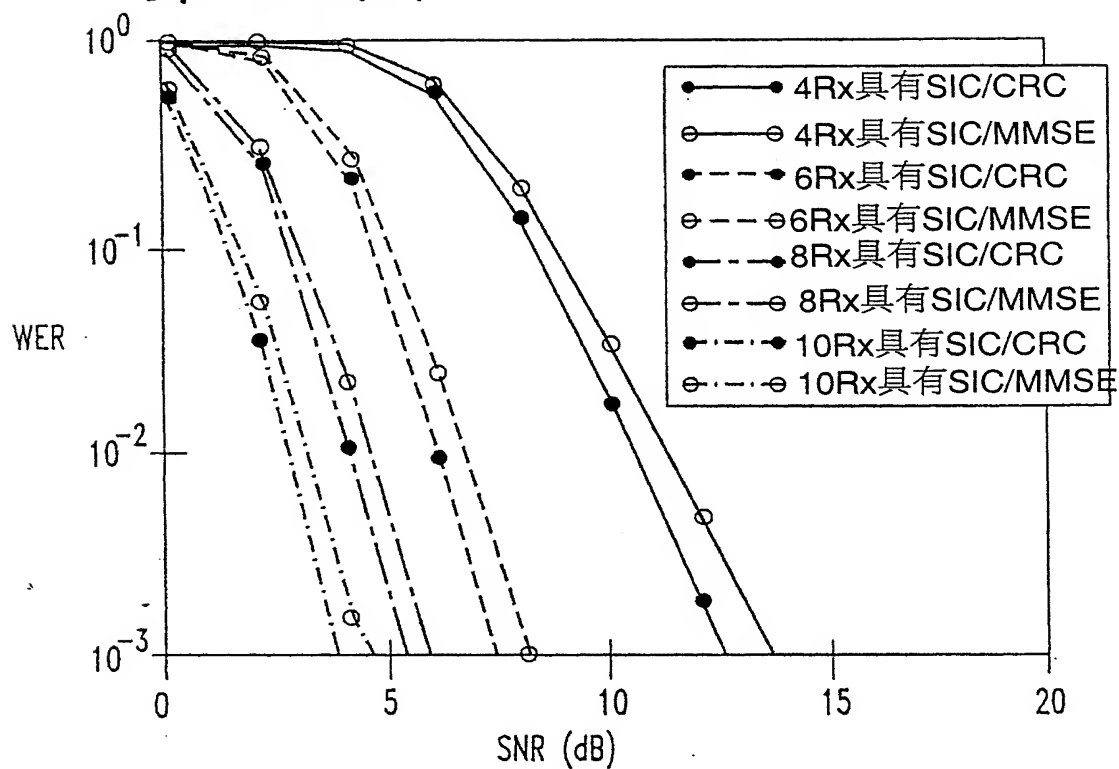
4/10



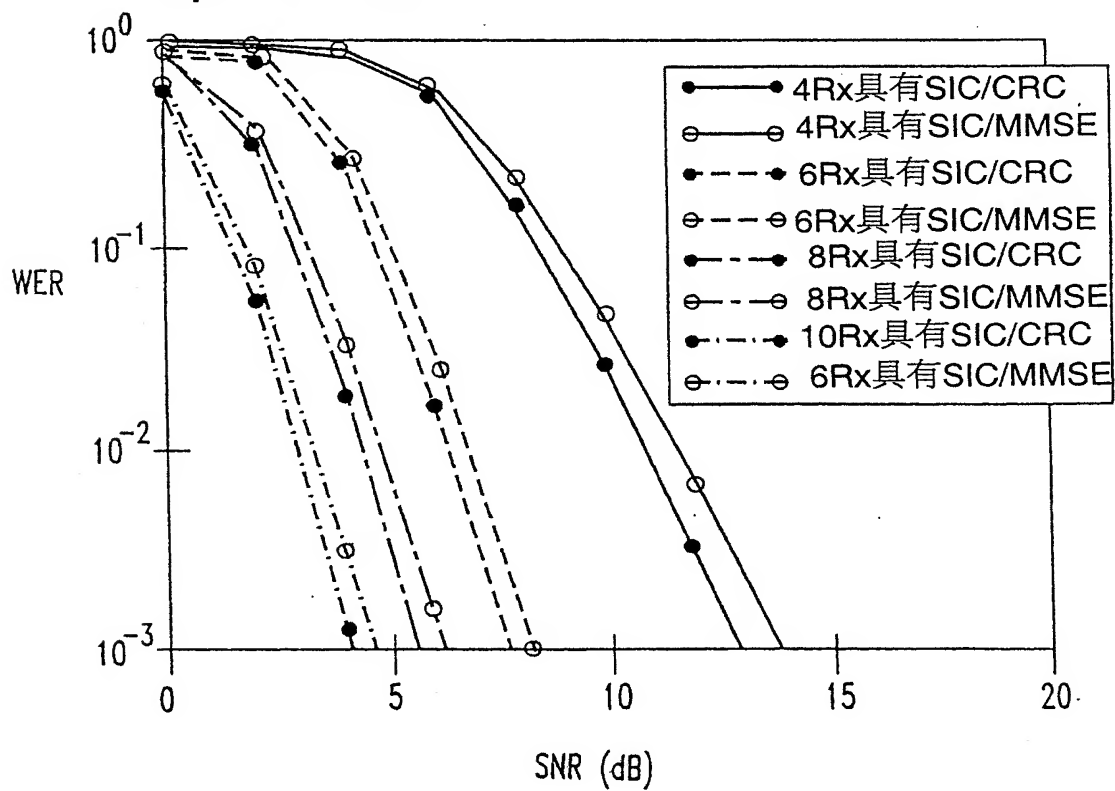
第 5B 圖



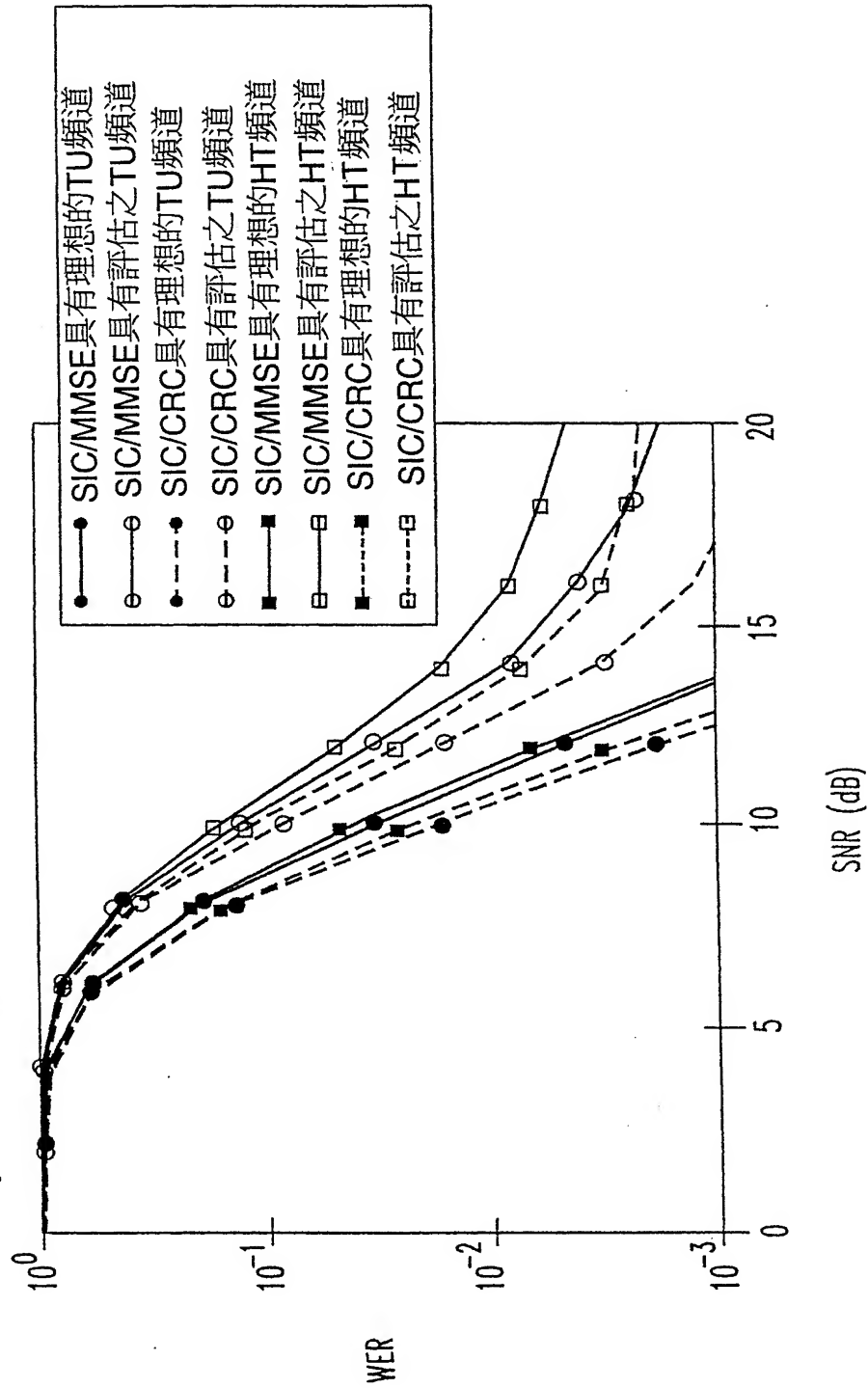
第 6A 圖



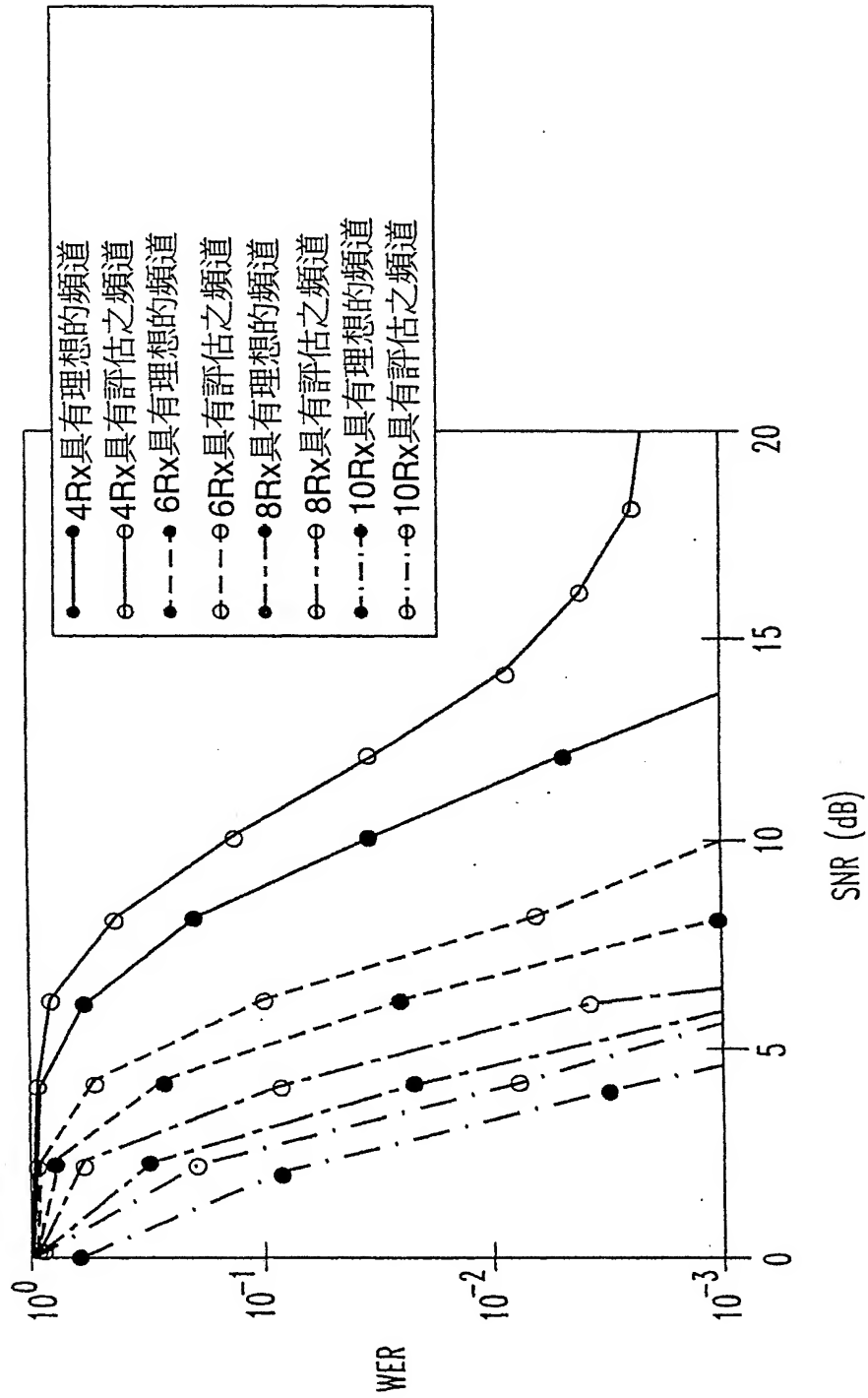
第 6B 圖



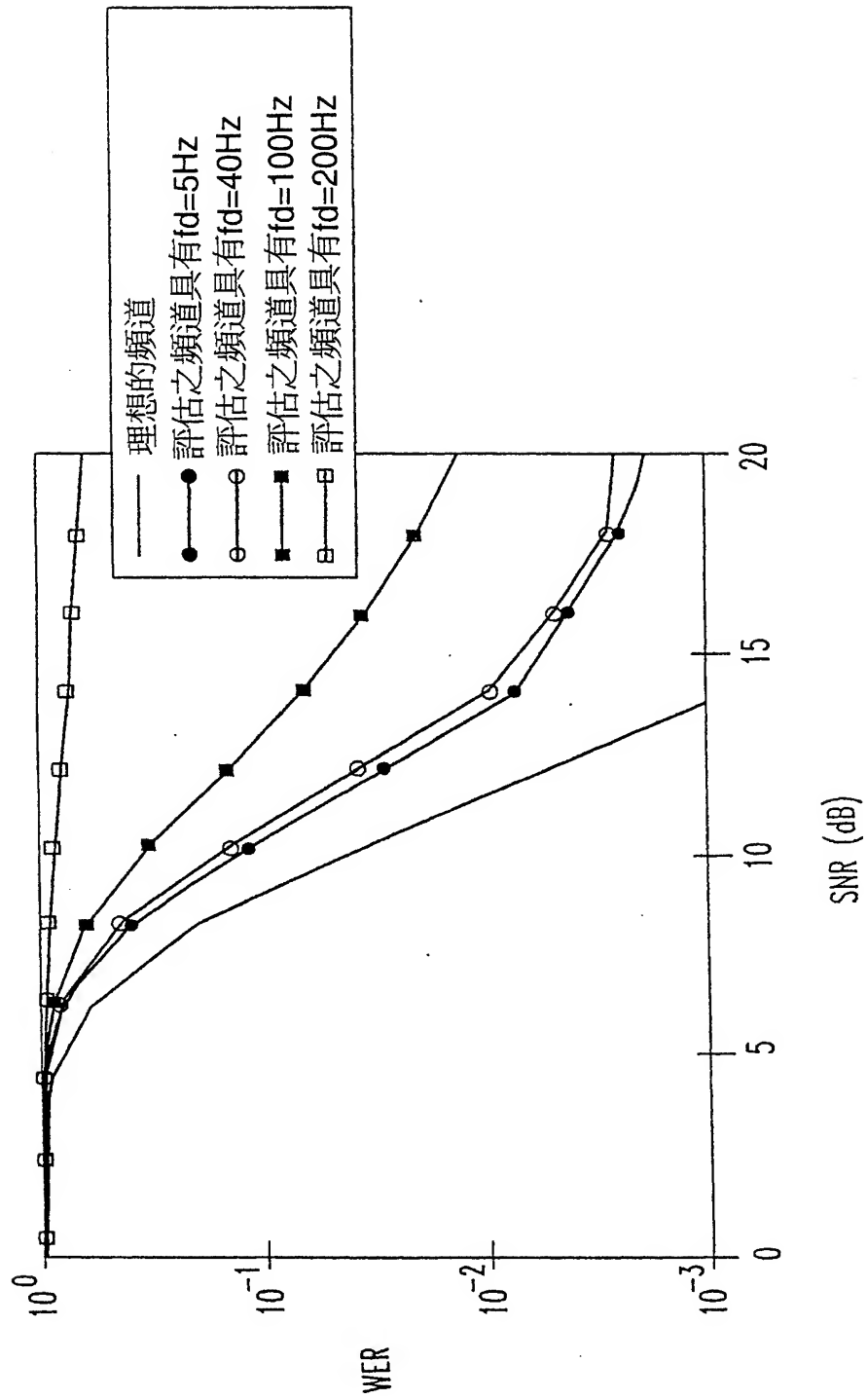
第7A圖



第7B圖

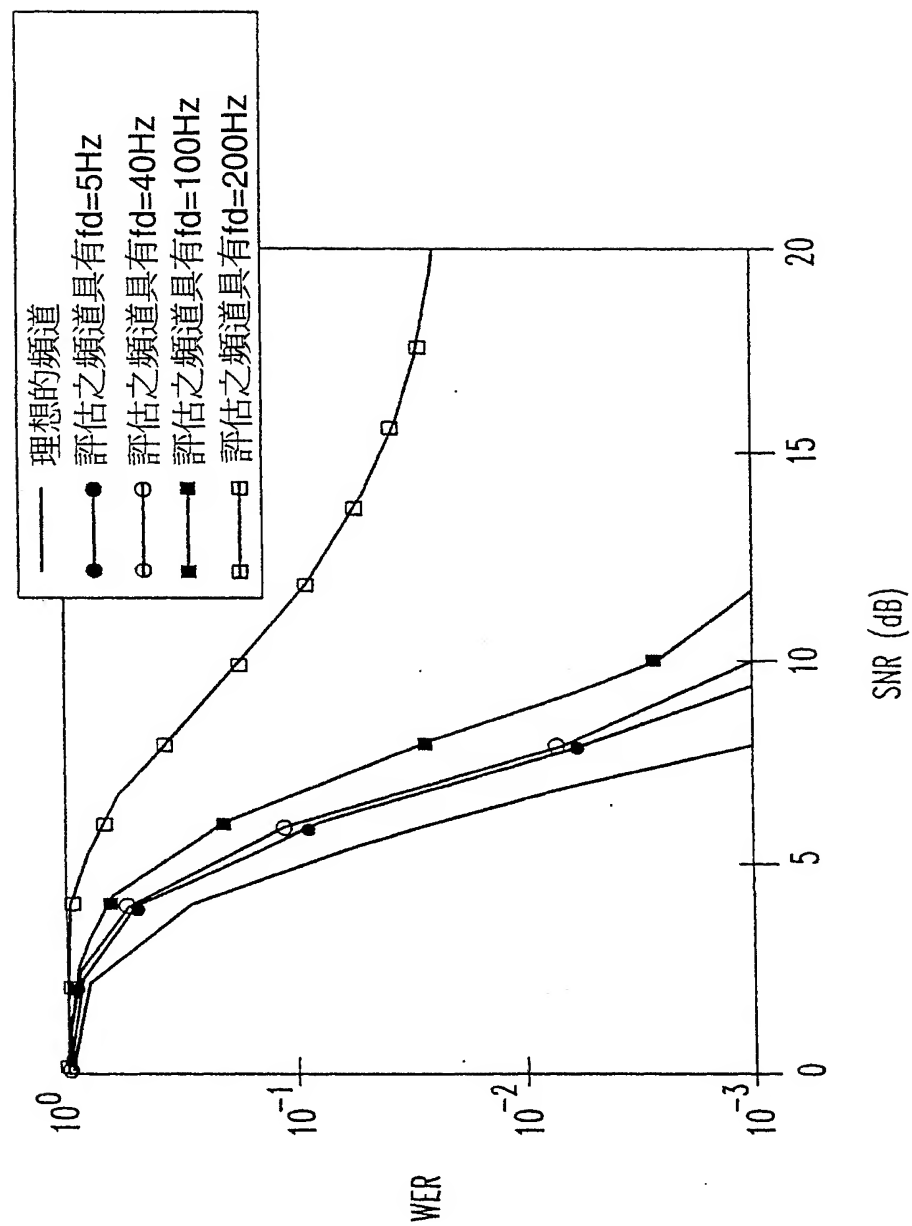


第8A圖



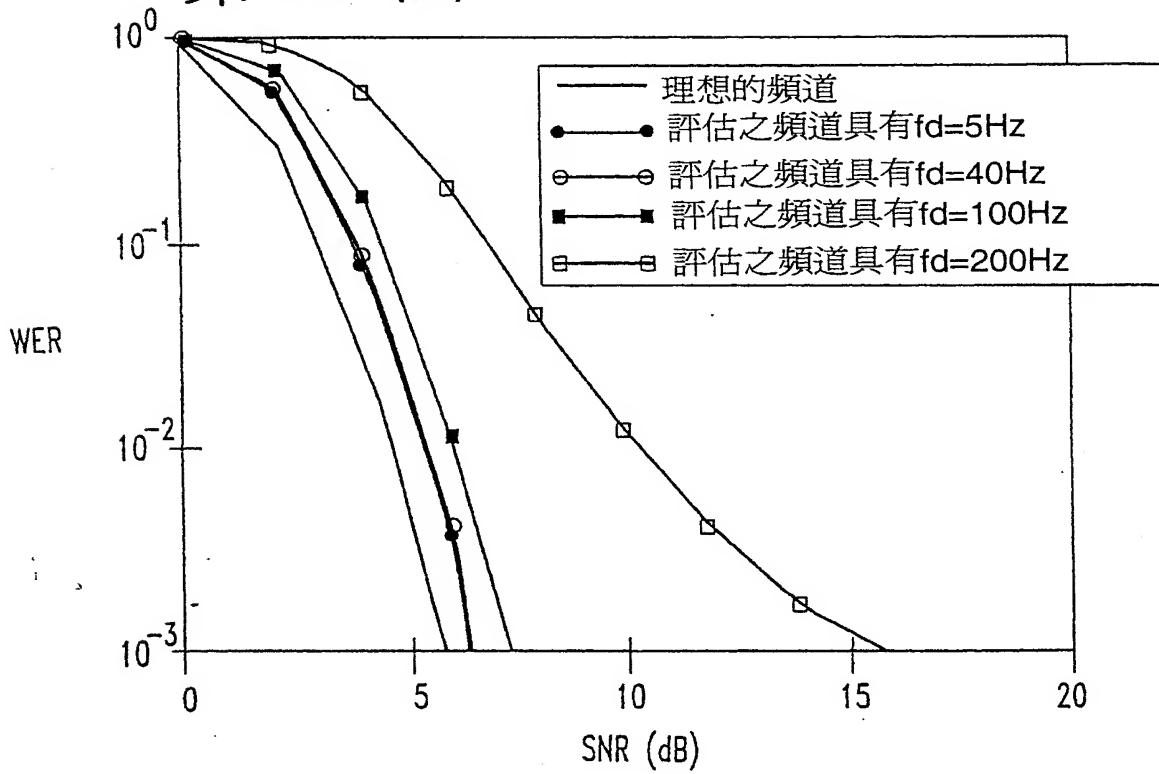
9/10

第8B圖



10/10

第 8C 圖



第 8D 圖

